

Теоретично доведена й експериментально підтверджена більша завадостійкість тимчасових параметрів нуль-переходів у порівнянні з іншими інформаційними параметрами.

Ключові слова: канал, сигнальна конструкція, прийом

Теоретически доказана и экспериментально подтверждена большая помехоустойчивость временных параметров нуль-переходов по сравнению с другими информационными параметрами

Ключевые слова: канал, сигнальная конструкция, прием

Is Theoretically proved and experimental is confirmed big noise-immunity temporary parameter zero-transition in contrast with other information parameter

Keywords: channel, signal design, acceptance

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРИЕМА ПО НУЛЬ-ПЕРЕХОДАМ ЭЛЕМЕНТОВ СИГНАЛЬНЫХ КОНСТРУКЦИЙ НА ВЫХОДЕ БИНАРНОГО КАНАЛА

Н.В. Захарченко

Доктор технических наук, профессор, проректор по учебной работе*

М.М. Гаджиев

Докторант*

Т.Н. Шинкарчук

Преподаватель

Кафедра ДЭС*

*Одесская национальная академия связи им. А.С.

Попова

ул. Кузнечная, 1, г. Одесса, Украина, 65029

Контактный тел. 8 (048) 731-73-55

E-mail: onat@onat.edu.ua

Введение

Наиболее естественной формой представления сигналов является задание закона изменения его во времени $u(t)$. Эта форма может рассматриваться как одна из разновидностей спектрального представления. [1]

При спектральном представлении сигнал $u(t)$ задается в виде линейной комбинации выбранных так называемых базисных функций, определенных на том же интервале, что и сигнал $u(t)$, например $[-T/2; T/2]$. Набор коэффициентов при базисных функциях определяющий сигнал $u(t)$ (при известных базисных) называется его спектром. [2].

$$u(t) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} d_i \cdot \varphi_i(t) \quad (1)$$

$\varphi_i(t)$ - базисные функции

d_i - коэффициенты (удельные веса) соответствующих базисных функций

Чаще всего в качестве базисных используются гармонические сигналы [2].

Тогда функция $u_T(t)$ на интервале T имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} U_T(t) &= \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} \left(a_k \cdot \cos 2\pi f_k t + b_k \cdot \sin 2\pi f_k t \right) \\ a_k &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \cos 2\pi f_k t dt \\ b_k &= \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} u(t) \sin 2\pi f_k t dt \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

При проведении математических операций над выражением (2) вместо тригонометрической формы легко перейти к комплексной форме с применением экспоненциальных базисных функций $e^{j2\pi f_k t}$ [3].

Для непрерывных функций времени $u(t)$ с ограниченным спектром сверху частотой f_B справедливо равенство, определяемое теоремой Котельникова [2]

$$u(t) \approx \sum u(k\Delta t) \frac{\sin(2\pi f_B(t - k\Delta t))}{2\pi f_B(t - k\Delta t)} \quad (3)$$

в котором базисной функцией является $\frac{\sin x}{x}$

Приведенные примеры разложения сигнала $u(t)$ с помощью базисных функций используют в конечном счете тригонометрические или алгебраические полиномы, которые однозначно и единственно представляются в свою очередь упорядоченным множеством нулей, число которых совпадает со степенью полинома и пропорционально спектральной полосе $n\Omega$ [4]. В указанной работе приведен список работ по так называемым целым функциям [5][6], в которых приведены аналитические выражения для вычисления функции $u(t)$ по ее пересечениям нулевого уровня. Особенными свойствами целых функций адекватным проблемам представления сигналов в системах связи являются [4]:

- целыми функциями описываются сигналы с ограниченной полосой частот, поскольку их преобразование Фурье имеет ограниченный носитель;
- к целым функциям относятся спектральные функции сигналов с ограниченной продолжительностью во времени;
- целыми функциями являются частотные характеристики цифровых фильтров, в частности КНХ-фильтров;
- целыми функциями описываются диаграммы направленности линейных решеток точечных приемников.

Прием бинарных сигналов при гауссовой помехе

В конечном счете, любую непрерывную функцию вещественной переменной можно сколь угодно точно [4] аппроксимировать целой функцией. Рассмотрим эффективность оценки качества приема единичного элемента кодового слова в бинарной системе с активной паузой (4М) по нуль-пересечению сигнала при гауссовой помехе.

На рис. 1 приведена огибающая видеосигнала на выходе фильтра частотного дискриминатора.

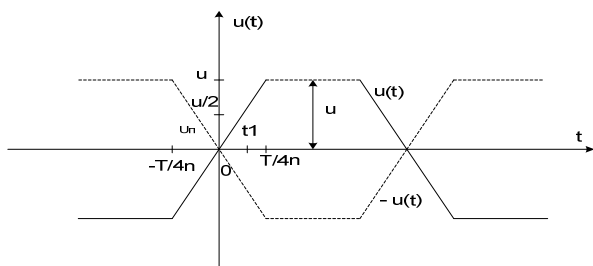


Рис. 1. Механизм возникновения сдвига фронтов импульсов

Существует два вида ошибок: ошибки возникающие за счет краевых искажений (смещения нуль-переходов) за счет выбросов шума.

При $h > 2$ в момент времени t_1 реализация шумов лежит выше переднего фронта импульса, то на участке фронта, соответствующем $t < t_1$, она также будет практически всегда лежать выше него. Поэтому вероятность того, что сдвиг фронта импульса под действием шумов превзойдет величину t_1 ($t_1 < \tau_n/2$), совпадает с вероятностью того, что в момент времени t_1 реализация шумов лежит ниже кривой $-u(t)$.

В работе [7] показано, что сдвиг фронтов в таком канале для $t_1 \tau_n/2$ описывается нормальным законом распределения

$$P_c(x) = \frac{4 \cdot q_{2KE} \cdot n}{\sqrt{2\pi}} e^{-8q_{2KE}^2 n^2 l^2} \quad (4)$$

n - параметр, определяемый произведением длительности единичного элемента в данной системе и полосы пропускания ($n = t_0 \Delta F$), l - относительное значение сдвига фронта импульса ($l = t_1/T$), $\tau_{но} = \tau_n/t_0$ - относительная длительность этого фронта.

Из выражения (4) следует, что при значении среднеквадратического отклонения σ равно:

$$\sigma = \frac{1}{4 \cdot h \cdot n}$$

А для канала с $n = 1$

$$\sigma_1 = \frac{1}{4h}$$

Произведем сравнение вероятности превышения помехой сигнала и смещения нуль - перехода на $0,5 t_0$ (половина длительности единичного элемента). Вероятность того, что в некотором временном интервале длиной Δt заключенном внутри плоской вершины, напряжение шумов $\xi(t)$ пересечет с отрицательной производной прямую $u(t) = -u$, может быть подсчитана по формуле

$$P_1(\Delta t) = \frac{F(h)}{\tau_B} \Delta t \quad (5)$$

Δt - представляет собой отношение процента времени, в течение которого $\xi(t) > h = u$, к средней длительности выброса над этим уровнем.

Где $F(x)$ - функция ошибок $F(x) = 1/2 - \Phi(x)$;

$\Phi(x)$ - функция интеграла вероятности

$$\Phi(a) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^a e^{-x^2/2} dx \quad [3]$$

Принято Δt не слишком велико, так что вероятность появления за это время нескольких пересечений пренебрежимо мала.

Каждое из пересечений либо служит началом дроблений, либо определяет сдвиг заднего фронта. С другой стороны, оно служит началом некоторого выброса шумов над уровнем h . Эти выбросы будут приводить к дроблениям, если выбросы заканчиваются внутри плоской вершины импульса.

Распределение вероятностей длительности дроблений составит:

$$P(\tau) = \left\{ \begin{aligned} &\sigma(\tau)(1 - P_d) + P_1(T_n - \tau)P_B(\tau) \Rightarrow 0 \leq \tau \leq T_n \\ &0 \Rightarrow \tau < 0 \text{ и } \tau > T_n \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

где T_n - длительность плоской вершины импульса.

$P(\tau)$ - вероятность того, что импульс поражен дроблениями

$\sigma(\tau)$ - функция Дирака, такая что

$$\int_0^{\infty} \sigma(\tau) d\tau = 1$$

Вероятность дроблений P_d зависит от относительной длительности плоской вершины рис.1 [7]

$$P_d = \begin{cases} F\left(\frac{h}{\sqrt{n}}\right) [\tau_{no} - \Phi(1.27\tau_{no})] \Rightarrow \tau_{no} < 1.5 \\ F\left(\frac{h}{\sqrt{n}}\right) [\tau_{no} - (1 + 4.87e^{-2.93\tau_{no}})] \Rightarrow \tau_{no} > 1.5 \end{cases} \quad (7)$$

где

$$\tau_{no} = \frac{T_{no}}{t_0}$$

Величина T_{no} зависит как от величины n , так и от числа m одноименных посылок, передаваемых последовательно.

Распределение вероятностей нормированной длительности дроблений для нескольких значений n и для $m = 1$ представлены на рис. 2.

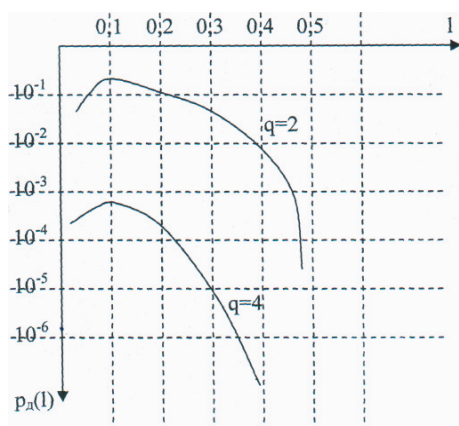


Рис. 2. Распределение вероятностей для длительности дроблений $n=1$

С ростом n при постоянном значении h вероятность дроблений увеличивается. Это объясняется уменьшением средней длительности выброса и соотношения сигнал/шум h с ростом n .

Учитывая, что при неискаженном сигнале точки пересечения сигналом нулевого уровня соответствует началом (концом) элементарных посылок, а при наличии флуктуационного шума относительная величина среднеквадратического отклонения равна

$$\sigma = \frac{1}{4 \cdot h \cdot n}$$

Определим вероятность ошибочного приема элемента при смещении фронта на величину $0,5t_0$ (относительное значение величины смещения 0,5) [8]. Можно показать, что

$$P_{осм} = F(2hn) \quad (8)$$

Сравнение (8) и (7) показывает отметить, что даже при $n=1$ аргумент функции $F_{осм}$ в выражении (8) в два раза больше аргумента выражения (7), что при $n>3$

обеспечивает вероятность ошибочного приема за счет смещения нуль-пересечений более чем на 5 порядков меньше вероятности P_d за счет выбросов шума.

Устойчивость нуль-переходов в реальном бинарном канале

С целью проверки устойчивости нулей в бинарном реальном канале была организована передача таймерных сигнальных конструкций [9] «шлейфом» по каналам ГТС с 4М при полосе $\Delta F = 1300$ Гц, максимальной скорости $B = 1000$ Бод.

При проведении эксперимента используемые сигнальные конструкции, состояли из трех информационных конструкций, генерируемых на интервале $T_c = 8t_0$ при $s = 7$, $i = 3$. Каждая из них удовлетворяла условию качества [9]

$$A_{k-1}\tau_{ck} + A_r\tau_{c(k-1)} + \dots + A_1\tau_{c1} = 0 \pmod{A_0} \quad (9)$$

$$A_k = (2e_n + 1)^{k-1} \quad k \in 1; 2; \dots; i$$

$$A_0 = (2e_0 + 1)^i$$

где e_0 - исправляемая величина смещения ЗМВ в значениях Δ .

Согласно [9] на интервале $T_c = 8t_0$ при заданных параметрах s и i можно получить 8436 сигнальных конструкций, из них, удовлетворяющих условию [9] будет только $N_p \pmod{27} = 312$.

Из значения модуля ($A_0 = 27$) видно, что сигнальные конструкции должны исправлять смещения на величину не более 1Δ . Последнее говорит о том, что на интервале меньшем $8t_0$ можно реализовать 256 конструкций, обеспечивающих однозначное соответствие всем комбинациям одного байта.

Перед началом передачи в канал таймерных сигнальных конструкций, удовлетворяющих условию [9], была определена вероятность ошибочного приема знака (байта) при разрядно-цифровом способе кодирования, которая составила $P_{зн} = 1,08 \cdot 10^{-2}$. Результаты одного фрагмента измерений качества передачи ТСК приведены в таблице 1.

Таблица 1

Результаты измерений качества передачи ТСК

1.	Передано кодовых слов	73676
2.	Принято верно кодовых слов (отсутствие смещений ЗМВ величиной $ \theta > \frac{1}{2}\Delta$ и наличие трех ЗМВ	72835
3.	Количество ошибочных кодовых слов	841
4.	Количество кодовых слов с дроблениями	47
5.	Количество кодовых слов, исправленных синдромным методом при $i = 3$ (согласно условию[9])	738
6.	Количество кодовых слов со смещениями ЗМВ $\theta > 1\Delta$	56

Из приведенных данных следует, что, несмотря на то, что расстояние между сигнальными конструкциями определяется энергией элемента Δ (а не интервалом t_0) вероятность ошибочного приема слова равно $(738 + 7 +$

103) / 73676 = 1,15*10⁻², что незначительно превышает значение полученное при передаче кодовых слов РЦК.

Так как при измерениях записывались все искаженные комбинации с частотой стробирования 10 на один элемент Δ , то это позволило провести анализ отдельных групп искаженных кодовых слов. Анализ 738 правильно исправленных кодовых слов показал, что в каждом из них искажен только один из трёх отрезков на величину одного Δ . Используя уравнения (7), (8) было определено среднеквадратическое отклонение ЗМВ ($\sigma_p = 1,65$). Ясно, что это значение характеризует хорошее состояние канала. Вероятность смещения ЗМВ на 2Δ или двух ЗМВ на Δ при таком σ_p на 5 порядков меньше искажения одного.

Проведем анализ устойчивости нуль - пересечений в кодовых словах, на интервале которых действовала сосредоточенная помеха, вследствие чего произошло одного или два дробления (изменилось число отрезков на интервале $T_c = 8t_0 = 64\Delta$).

Все кодовые слова с дроблениями можно разбить на следующие группы:

1. Кодовые конструкции с одним дроблением и большим смещением ЗМВ;
2. Кодовые слова с дроблением и незначительным смещением передаваемых ЗММ;
3. Кодовые слова имеющие два дробления;
4. Кодовые слова, передаваемые подряд, на которые действовала сосредоточенная помеха.

В таблице 2 приведены зафиксированные ошибочные кодовые слова, в которых на интервале T_c было одно или два дробления.

Таблица 2

Структура дроблений в кодовых словах

№ код. сл.		Передача	Прием
681	1	12; 23; 21; 8	9,2; 3,4; 9,4; 12,8; 20,8; 7,9
	2	12; 35; 56; 64	9,2; 12,6 ; 22; 34,8 ; 55,6 ; 64,5
682	1	9; 18; 17; 20	9,1; 18,1; 16,8; 20,2
	2	9; 27; 44; 64	9,1 ; 27,2 ; 44 ; 64,2
16416	1	12; 35; 8; 9	12; 6,7; 5,4; 23; 7,8; 9,2
	2	12; 47; 55; 64	12 ; 18,7; 24,1; 47,1 ; 54,9 ; 64,1
46440	1	12; 20; 19; 13	11,9; 10,3; 8; 2; 9,7; 1,6; 7,7; 12,8
	2	12; 32; 51; 64	11,9 ; 22,2; 30,2; 32,2 ; 41,9; 43,5; 51,2 ; 64
59810	1	12; 29; 13; 10	11,8; 14,7; 7,5; 6,7; 13; 10,1
	2	12; 41; 54; 64	11,8 ; 26,5; 34; 40,7 ; 53,7; 63,8
73670	1	9; 18; 17; 20	9,1; 20,8; 15,3; 6,6; 1,7; 12,9
	2	9; 27; 44; 64	9,1 ; 29,9 ; 45,2 ; 51,8; 53,5; 64,4
73671	1	15; 7; 20; 22	1,8; 1,6; 8,5; 9; 20,1; 11,8; 7,7; 3,5
	2	15; 22; 42; 64	1,8; 3,4; 11,9 ; 21,8 ; 40,9 ; 41,9 ; 53,7; 52,7; 61,4; 63,9; 64,9
73672	1	12; 20; 7; 25	10,9; 20,2; 6,8; 25,4
	2	12; 32; 39; 64	10,9 ; 31,1 ; 37,9 ; 63,3

Следует заметить, что при проведении эксперимента информационным параметром была длительность передаваемых трёх отрезков. Такой метод имеет преимущество при определении суммы $\sum A_i X_i$ в уравнении (9). Недостатком такого обновляемого отсчета является зависимость искажений отдельных отрезков при смещении ЗМВ между двумя отрезками изменяется длина обоих: один увеличивается за счет уменьшения следую-

щего. Такой недостаток в методе непрерывного отсчета моментов появления ЗМВ в номерах Δ по отношению к началу отсчета. Поэтому в таблице 2 для каждого искаженного кодового слова приводится два вида отсчета:

1. – в длительностях отрезков
2. – в последовательных номерах Δ на интервале T_c по отношению к началу кодовой комбинации.

В этой таблице кодовое слово № 681 имеет одно дробление с большим смещением ЗМВ. Кодовое слово №682 дроблений не имеет, но приведено для иллюстрации качества приема следующего за искаженным кодового слова. Как видно отклонения мест нахождения ЗМВ на приеме до $0,2\Delta$ по сравнению с переданными (принятые на приеме выделены жирным шрифтом). Кодовые слова № 16416 и 59810 имеют только одно дробление при незначительных отклонениях длительности отрезков, а № 46440 имеет два дробления. Как видно из воспроизведенных на приеме ЗМВ отклонение их от переданных не превышает $0,2\Delta$, следовательно будут правильно приняты. Кодовые слова №73670, 73671, 73672 – характеризуют условия приёма при условии действия сосредоточенной помехи на интервале трёх подряд передаваемых сигнальных конструкций. Следует заметить, что из 73676 кодовых слов это единственная реализация помехи такой длительности. Приведенные отклонения принятых ЗМВ при наличии дроблений в соответствующих сигнальных конструкциях позволяют при применении алгоритма, основанного на уравнении (9), определить информационные (сформированные на передаче) и правильно декодировать кодовое слово.

Вывод

Использование нуль- переходов в качестве информационного параметра можно обеспечить большую надежность передачи как при гауссовой так и сосредоточенной помехах.

Литература

1. Зюко А.Г. Помехоустойчивость и эффективность систем связи. – М. Связь. 1972 – 359с.
2. Буга Н.Н. Основы теории связи и передачи данных. ЛВИКА им. А.Ф.Можайского. Ленинград 1968. – 545с.
3. Корн Г.Справочник по математике для научных работников и инженеров / Корн Г., Корн Т. - М. «Наука». 1984. – 832с.
4. Слепая Д.О. О ширине полосы. ТИИЭР. 1976, т.64. №3
5. Хурчин Я.И. Прогресс в Советском союзе в области теории финитных функций и её применений в физике и технике / Хурчин Я.И., Яковлев В.П. ТИИЭР. 1977, т.65. №7
6. Левин Б.Я. Распределение корней целых функций. – М. Гостехиздат. 1956.
7. Немировский М.С. Помехоустойчивость радиосвязи. Энергия. – М. 1966. – 295с.
8. Шувалов В.П. Передача дискретных сообщений / Шувалов В.П., Захарченко Н.В., Шварцман В.О.. – М. Радио и связь. 1994. – 464с.
9. Захарченко М.В. Синтез багатопозиційних часових кодів. – К. Техніка, 1999. – 280с.